



①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

①2 Offenlegungsschrift
①0 DE 41 15 338 A 1

⑤1 Int. Cl.⁵:
H 02 P 7/44
H 03 H 17/00
G 09 B 25/02

②1 Aktenzeichen: P 41 15 338.3
②2 Anmeldetag: 10. 5. 91
④3 Offenlegungstag: 12. 11. 92

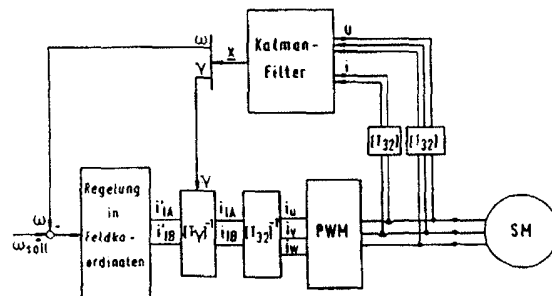
DE 41 15 338 A 1

⑦1 Anmelder:
Robert Bosch GmbH, 7000 Stuttgart, DE

⑦2 Erfinder:
Brunsbach, Bernd-Josef; Henneberger, Gerhard,
Prof. Dr.; Klepsch, Thorsten, 5100 Aachen, DE

⑤4 Verfahren zum sensorlosen Erfassen und/oder Regeln einer elektrischen Maschine

⑤7 Es wird ein Verfahren vorgeschlagen zum sensorlosen Erfassen und/oder Einstellen der Rotorlage und/oder Winkelgeschwindigkeit des Rotors einer elektrischen Maschine, insbesondere einer Synchronmaschine oder einer Asynchronmaschine. Das Verfahren arbeitet mit der Messung der elektrischen Klemmenspannung und des Maschinenstromes unter Einsatz eines Kalman-Filters bei Verwendung eines Modells der Maschine, deren Betriebsverhalten durch ein elektrisches Ersatzschaltbild und durch die mechanischen Gleichungen beschrieben wird.



DE 41 15 338 A 1

Beschreibung

Stand der Technik

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum sensorlosen Erfassen und/oder Einstellen der Rotorlage und/oder Winkelgeschwindigkeit des Rotors einer elektrischen Maschine, insbesondere einer Synchronmaschine oder einer Asynchronmaschine, aus der Messung der elektrischen Klemmenspannung und/oder des Maschinenstroms unter Einsatz eines Kalman-Filters bei Verwendung eines Modells der Maschine, deren Betriebsverhalten durch ein elektrisches Ersatzschaltbild und durch die mechanischen Gleichungen beschrieben wird.

Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in der Zeichnung dargestellt und in der nachfolgenden Beschreibung näher erläutert. Es zeigen

Fig. 1 die Struktur eines Antriebes ohne mechanische Sensoren, Fig. 2 die Formfunktion der Polradspannung einer Synchronmaschine, Fig. 3 ein Systemmodell des Kalman-Filters, Fig. 4 die Struktur eines Versuchsstandes, Fig. 5 den Drehzahlsollwertsprung von positiver auf negative Nenndrehzahl mit gestrichelter Angabe des Schätzwertes der Drehzahl und durchgezeichneter Meßdrehzahl für ein rotorfestes Maschinenmodell (oben), ein ständerfestes Maschinenmodell (Mitte) und ein Maschinenmodell mit Zustandsvektor minimaler Dimension (unten), Fig. 6 eine entsprechende Darstellung für den Betrieb bei kleinen Drehzahlen, Fig. 7 die zugehörige Darstellung für einen Laststoß bei kleinen Drehzahlen, Fig. 8 den Verlauf dynamischer Rauschparameter beim sensorlosen Betrieb einer Synchronmaschine und Fig. 9 die Struktur eines sensorlosen Antriebs mit einer Asynchronmaschine.

Beschreibung der Ausführungsbeispiele

Durch die feldorientierte Betriebsweise lassen sich Synchron- und Asynchronmaschinen mit vergleichbaren Momentenanregelzeiten wie eine fremderregte Gleichstrommaschine betreiben. Der Ersatz der elektrischen Erregung durch Permanentmagnete bei einer Synchronmaschine oder die Anwendung von streuarmlen Asynchronkurzschlußläufern ermöglichen die Realisierung eines hochdynamischen, schleifringlosen Antriebs. Die erforderliche Bestimmung der Lage des Rotorflusses ist bei Synchronmaschinen sehr einfach, da der Rotorfluß durch die Rotorlage und durch den Erregerstrom definiert ist, wohingegen bei der Asynchronmaschine Lage und Größe des Läuferflusses, der nicht direkt meßbar ist, aus den Ständerströmen und der Läuferdrehzahl über ein Modell berechnet werden müssen. Neben dem Drehzahlmesser für den drehzahlgeregelten Betrieb ist in beiden Fällen also noch ein Lagesensor zur Lageerfassung an den Motor anzubauen. Vernachlässigt man den Verlust an Robustheit und Wartungsarmut, der durch den Einbau der mechanischen Sensoren entsteht, so verbleibt noch der Nachteil, daß Bauraum zur Aufnahme der Zusatzaggregate benötigt wird, der insbesondere bei Servoantrieben in der Leistungsklasse bis 10 kW einen relevanten Anteil am Gesamtvolumen der Maschine ausmachen kann. Um die aufwendige Sensorik ersetzen zu können, wurden Konzepte ohne mechanische Sensoren entwickelt, die eine Bestimmung der Rotorposition und der Winkelgeschwindigkeit aus den elektrischen Klemmengrößen ermöglichen.

Ein unabhängig vom Umrichterkonzept arbeitendes Verfahren setzt dazu ein erweitertes Kalman-Filter ein, das auf einem geeignetem Maschinenmodell basiert. Im Echtzeitbetrieb sind aber nur solche Modelle der Maschine geeignet, die einerseits das stationäre und dynamische Verhalten möglichst exakt beschreiben und andererseits kleine Abtastzeiten zulassen. Dieser Beitrag stellt die Herleitung von verschiedenen Maschinenmodellen, die Anpassung an den Einsatz für das Kalman-Filter sowie den Vergleich in der Realisierung für die permanentenerregte Synchronmaschine vor. Die Implementierung erfolgt auf einem digitalen Signalprozessorsystem (DSP) mit einem TMS320C30.

Verwendete Formelzeichen

- A Systemmatrix im zeitdiskreten Zustandsraum
- \bar{B} Induktion
- B Eingangsmatrix im zeitdiskreten Zustandsraum
- \bar{C} Ausgangsmatrix im zeitdiskreten Zustandsraum
- \bar{f} Formfunktion, Frequenz
- F Systemmatrix im zeitkontinuierlichen Zustandsraum
- \bar{G} Eingangsmatrix im zeitkontinuierlichen Zustandsraum
- \bar{h} Ausgangsfunktion im zeitdiskreten Zustandsraum
- \bar{H} Ausgangsmatrix im zeitkontinuierlichen Zustandsraum
- \bar{i} Strom
- I_N Nennstrom
- I Einheitsmatrix
- J Trägheitsmoment
- K Kalman-Matrix
- \bar{l} Länge
- L Induktivität
- m Moment
- p Polpaarzahl
- P Kovarianzmatrix des Zustandsvektors

Q	Kovarianzmatrix des Systemrauschens	
R	Ohmscher Widerstand	
R	Kovarianzmatrix des Meßrauschens	
T	Abtastzeit, Zeitkonstante	
u	Spannung	5
u	Eingangsvektor	
v	Geschwindigkeit	
v	Meßrauschen	
w	Windungszahl	
w	Systemrauschen	10
x	Zustandsvektor	
y	Ausgangsvektor	
y	Lagewinkel	
Γ	Eingangsmatrix für das Systemrauschen	
ε	Wicklungsfaktor	15
Φ	Übertragungsfunktion	
ψ	Flußverkettung	
ω	Drehzahl, Kreisfrequenz	

verwendete Indices: 20

1, 2, 3	Bezeichnung des entsprechenden Ständerstrangs	
d, q	Längs-, Querachse	
i	induziert, inneres Moment	
K	k-te Oberschwingung(-welle)	25
M	Magnet	
N	Nennwert	
p	Polrad(-spannung)	
r	rotorfestes Bezugssystem	
s	ständerfestes Bezugssystem	30
u	(Formfunktion der) Spannung	
—	Mittelwert	
^	Scheitelwert	
~	Nullsystem	35

Der Einsatz eines Kalman-Filters für den feldorientierten, sensorlosen Betrieb von Synchronmaschinen wurde in (6), (7), (11) für elektrisch erregte, magnetisch unsymmetrische Synchronmaschinen untersucht. Die Entwicklung neuer hochenergetischer Seltenerd-magnete ermöglicht jedoch den Ersatz der elektrischen Erregung und mit steigender Energiedichte eine Reduktion des Rotorvolumens. Aufgrund der hohen Materialkosten finden Antriebe mit Erregung durch Permanentmagnete die größte Verbreitung im Leistungsbereich bis 10 kW.

Der Ersatz der mechanischen Sensoren durch das Kalman-Filter ist nur dann sinnvoll, wenn dem Gesamtantrieb dadurch keine zusätzlichen Betriebsgrenzen auferlegt werden. Mit steigender Drehzahl-dynamik wird es schwieriger, diese Anforderung, bei gleichzeitig begrenzt verfügbarer Rechenleistung, zu erfüllen, da der Filter-Algorithmus relativ umfangreich ist.

Die Komplexität des Maschinenmodells, auf dem das Kalman-Filter basiert, bestimmt im wesentlichen die erforderliche Rechenzeit. Die Aufgabe besteht also darin, ein Maschinenmodell zu entwickeln, das zum einen das Betriebsverhalten der Maschine hinreichend exakt beschreibt und dabei zum anderen eine kleine Abtastzeit erlaubt. Bei der Modellentwicklung kann man die Fehlertoleranz des Kalman-Filter-Algorithmus ausnutzen, da sowohl verrauschte Meßwerte als auch fehlerbehaftete Modelle zulässig sind.

Erfindungsgemäß werden drei Maschinenmodelle für den Einsatz in einem Kalman-Filter vorgeschlagen, die zum einen die Eigenschaften der Maschine bei Permanentmagnet-erregung berücksichtigen (nichtsinsusförmiges Luftspaltfeld) und zum anderen zu einer erheblichen Rechenzeitminimierung genutzt werden können. Die Bewertung des Einsatzes der untersuchten Maschinenmodelle erfolgt durch vergleichende Simulationen und Messungen.

Die Struktur eines sensorlosen Drehstromantriebs ist in **Bild 1** dargestellt. Als Eingangs- und Ausgangsgrößen für das Kalman-Filter werden lediglich die Strom- und Spannungswerte gemessen. Bei Umrichter-konzepten mit digitaler Regelung reduziert sich der dazu erforderliche Hardwareaufwand entsprechend.

Auf die Strom- bzw. Spannungsmessung kann ganz verzichtet werden, wenn der Sollwert in guter Näherung dem Istwert entspricht. Die verbleibende Abweichung kann als "Meßfehler" aufgefaßt und vom Filter toleriert werden. In der beschriebenen praktischen Realisierung konnte deshalb auf die Strommessung verzichtet werden.

Das Kalman-Filter liefert zu jedem Abtastzeitpunkt sowohl einen Schätzwert für die aktuelle Rotorlage als auch eine Vorhersage für den nächsten Abtastzeitpunkt. Dieser Wert wird für die Transformation der rotorfesten Stromsollwerte auf das ständerfeste Koordinatensystem herangezogen. Die Abtastzeit des Kalman-Filters begrenzt die zeitliche Auflösung des Lagewinkels und somit die maximal erreichbare Frequenz des Ständerstroms. Damit eine Einschränkung des Betriebsbereichs des Antriebs nicht durch das Filter hervorgerufen wird, muß die Abtastzeit der folgenden Anforderung genügen.

$$T \leq \frac{1}{\frac{2\pi}{\Delta y} f_1} \quad (1)$$

5 Fordert man für eine maximale Ständerfrequenz f_1 von 200 Hz eine minimale Auflösung Δy von $\pi/10$ so resultiert eine maximale Abtastzeit T von 250 μ s, bei niedrigeren Drehzahlen ergibt sich bei gleicher Abtastzeit eine sehr hohe Auflösung Δy . Bei dem relativ aufwendigen Filter-Algorithmus kommt somit neben der Leistungsfähigkeit der Hardware der Modellbildung eine besondere Bedeutung zu, um diesen kleinen Wert für die Abtastzeit zu realisieren. Durch eine geeignete Wahl des Maschinenmodells lassen sich erhebliche Rechenzeitreduktionen erreichen, die nicht zu Lasten der Schätzgenauigkeit gehen.

10 Ein wesentlicher Vorteil des Kalman-Filter-Verfahrens besteht darin, daß Modellfehler der Maschine in gewissen Grenzen zugelassen werden können. Diese "Fehlertoleranz" läßt sich bei der Modellbildung vorteilhaft ausnutzen, denn es besteht offensichtlich eine wechselseitige Abhängigkeit zwischen Modellkomplexität, Modellfehlern und der benötigten Rechenzeit.

15 Das Prinzip des Kalman-Filter-Verfahrens besteht darin, eine Filterung für den aktuellen Wert des Zustandsvektors und eine Prädiktion für den nächsten Abtastzeitpunkt zu machen. Die Güte der Vorhersage, und somit die Genauigkeit des Modells wird im folgenden Abtastschritt durch die Abbildung des Zustandsvektors auf den Ausgangsvektor bewertet. Die Zeitkonstanten des Systems begrenzen die maximale Auswirkung von Modellfehlern innerhalb eines Abtastschritts. Um die Auswirkung von systematischen Modellfehlern klein zu halten, wird daher bei der Modellbildung an mehreren Stellen die Voraussetzung getroffen, daß die Abtastzeit des Kalman-Filters wesentlich kleiner als die im System vorkommenden Zeitkonstanten sein soll.

20 Bei den hier betrachteten Maschinenmodellen ist der Zustandsvektor mit den Strömen und den eigentlich gesuchten Größen der Drehzahl und der Lage besetzt, da nur Elemente des Zustandsvektors geschätzt werden. Die elektrischen Zeitkonstanten für die Ströme sind i.a. um den Faktor fünf bis zehn kleiner als die mechanische Zeitkonstante für die Drehzahl. Der Wert der elektrischen Zeitkonstanten liegt etwa bei 1–5 ms, wobei gemäß der obigen Forderung dieser Wert etwa um eine Größenordnung größer als die Abtastzeit sein soll. Aus der oben dargestellten allgemeinen Forderung, daß dem Antrieb durch das Kalman-Filter keine Einschränkungen auferlegt werden sollen, resultierte eine obere Grenze der Abtastzeit des Kalman-Filters von 0.25 ms. Damit ist die Forderung, daß die Abtastzeit des Kalman-Filters klein im Vergleich zu den Systemzeitkonstanten sein soll, immanent erfüllt.

Zustandsdarstellung

Die Darstellung des Maschinenmodells im zeitkontinuierlichen Zustandsraum lautet allgemein (8):

$$\dot{\underline{x}} = \underline{F} \cdot \underline{x} + \underline{G} \cdot \underline{u} \quad (2)$$

$$\underline{y} = \underline{H} \cdot \underline{x} \quad (3)$$

Die Transformation auf ein zeitdiskretes System ergibt:

$$\underline{x}_k + 1 = \underline{A}_k \cdot \underline{x}_k + \underline{B}_k \cdot \underline{u}_k \quad (4)$$

$$\underline{y}_k = \underline{C}_k \cdot \underline{x}_k \quad (5)$$

Die Berechnung des äquivalenten, zeitdiskreten Systems ist für eine elektrische Maschine sehr aufwendig, da das System nichtlinear ist. Durch die Forderung einer kleinen Abtastzeit lassen sich die folgenden Näherungen zur Berechnung eines zeitdiskreten Modells finden:

$$\underline{A} = e^{\underline{F} \cdot T} \approx \underline{I} + \underline{F} \cdot T \quad (6)$$

$$\underline{B} = \int_0^T e^{\underline{F} \cdot \xi} \cdot \underline{G} d\xi \approx \underline{G} \cdot T \quad (7)$$

$$\underline{C} = \underline{H} \quad (8)$$

Die Beschreibung des Betriebsverhaltens elektrischer Maschinen erfolgt durch elektrische und mechanische Beziehungen. Das elektrische Ersatzschaltbild beschreibt das Klemmenverhalten der Maschine. Die Kopplung von elektrischen und mechanischen Größen erfolgt durch die Momentengleichung, die zwei unbekannte Terme, nämlich das Last- und Trägheitsmoment, beinhaltet. Diese beiden Größen sind, wenn überhaupt, nur mit einem nicht zu rechtfertigendem Aufwand meßbar. Daher wird man bei der Modellbildung das Konzept verfolgen, bei den elektrischen Gleichungen der Maschine möglichst kleine systematische Modellfehler zuzulassen, um die Fehlertoleranz des Kalman-Filters vollständig dazu auszunutzen, die mechanischen Gleichungen zum Teil signifikant zu vereinfachen.

Elektrisches Ersatzschaltbild

Aufgrund des Feldverlaufs bei Permanentmagnetbestückung der Läuferoberfläche und der Statornutung kann man bei der Modellbildung für eine permanenterrregte Synchronmaschine nicht davon ausgehen, daß alle Feldoberwellen zu null werden ((3), (10), vgl. Fig. 2). Im weiteren werden sie daher berücksichtigt.

Die Polradspannung für einen Strang

$$u_{p1}(t) = \underbrace{\frac{\dot{U}_p}{\omega_N}}_{\hat{\Psi}_M} \omega(t) f_{up1}(\gamma) = \hat{u}_{p1}(t) f_{up1}(\gamma) \quad (9)$$

läßt sich durch eine drehzahlproportionale Funktion $\hat{u}_{p1}(t)$ und durch eine Formfunktion $f_{up1}(\gamma)$ (vgl. 10) darstellen.

Setzt man bei einer dreisträngigen Maschine die 120° Periodizität voraus, was praktisch immer gegeben ist, lassen sich die Verläufe der restlichen Polradspannungen in der gleichen Weise formulieren

$$u_{p2}(t) = \hat{\Psi}_M \cdot w(t) \cdot f_{up2}(\gamma) \quad (10)$$

$$u_{p3}(t) = \hat{\Psi}_M \cdot w(t) \cdot f_{up3}(\gamma) \quad (11)$$

$$f_{up2}(\gamma) = f_{up1}\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (12)$$

$$f_{up3}(\gamma) = f_{up1}\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (13)$$

Die Darstellung des allgemeinen Ersatzschaltbildes (ESB) einer Synchronmaschine lautet in Matrizenschreibweise:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{11} & L_{21} & L_{31} \\ L_{12} & L_{22} & L_{32} \\ L_{13} & L_{23} & L_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \right\} + \begin{bmatrix} u_{p1} \\ u_{p2} \\ u_{p3} \end{bmatrix} \quad (14)$$

Die Induktivitäten können sowohl von der Polradlage als auch vom Strom abhängig sein. Der Wert der ohmschen Ständerwiderstände ist i.a. für alle Stränge gleich.

$$R_1 = R_2 = R_3 = R \quad (15)$$

Die Berücksichtigung der Sättigungseffekte erfolgt hier nicht explizit, sondern es wird angenommen, daß die Änderung der Induktiviten, die sich mit der Zeitkonstanten des Stromes vollzieht, wegen der kleinen Abtastintervalle sehr gering ist und deshalb von Abtastschritt zu Abtastschritt nachgeführt werden kann. Die vollständige Berücksichtigung der Lageabhängigkeit der Induktivitäten ist für die magnetisch unsymmetrische Maschine erforderlich. Hier wird nur der Fall der symmetrischen Maschine betrachtet. Unter den obigen Voraussetzungen läßt sich der elektrische Teil des Modells darstellen:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + L_1 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \hat{\Psi}_M \omega \begin{bmatrix} f_{up1}(\gamma) \\ f_{up2}(\gamma) \\ f_{up3}(\gamma) \end{bmatrix} \quad (16)$$

Die mechanischen Gleichungen

$$J_{ges} = J_0 + J(t) \quad (17)$$

$$m_{el} = m_{Last} + \frac{J_{ges}}{p} \frac{d\omega}{dt} \quad (18)$$

$$= m_{Last} + \frac{J_{ges}}{p} \frac{d\omega}{dt} \quad (19)$$

$$\frac{dy}{dt} = \omega \quad (20)$$

beinhalten neben der zu schätzenden Lage und Drehzahl die unbekannten nichtelektrischen Größen des Lastmoments m_{Last} und des Gesamtträgheitsmoments J_{ges} . Die Reduktion auf die Bestimmung eines modifizierten Lastmoments m_{Last} ist möglich. Eine meßtechnische Erfassung des Lastmoments ist entweder unmöglich bzw. so aufwendig, daß die Vorteile des sensorlosen Betriebs vollständig entfallen würden. Zur Ankopplung der mechanischen Gleichungen an das elektrische Ersatzschaltbild sind daher Ansätze erforderlich, die zu einem einfachen realisierbaren Modell führen. Auf einige Möglichkeiten hierzu wird später noch im Detail eingegangen.

Bei den meisten Umrichterkonzepten ist der Mittelpunktleiter nicht zugänglich, so daß der Summenstrom verschwindet. Daher wird im folgenden vorausgesetzt:

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \text{ bzw. } i_3 = -i_1 - i_2 \quad (21)$$

Für die Bilanzgleichung der Ständerspannungen ergibt sich dann:

$$u_1 + u_2 + u_3 = \underbrace{R(i_1 + i_2 + i_3)}_{=0} + L_1 \frac{d}{dt} \underbrace{(i_1 + i_2 + i_3)}_{=0} + \underbrace{\Psi_M \cdot \omega (f_{up1}(\gamma) + f_{up2}(\gamma) + f_{up3}(\gamma))}_{\neq 0} = \Delta u_p \quad (22)$$

Die Summe der Strangspannungen bildet ein Nullsystem, wenn die Polradspannung Oberschwingungen mit dem ungradzahligen Vielfachen der Ordnungszahl Drei aufweist.

Auf der Basis des elektrischen Ersatzschaltbildes (16) und der Ankopplung der mechanischen Gleichungen (18–20) lassen sich verschiedene Modellkombinationen für den Einsatz im Kalman-Filter finden. Die Bewertung der Vor- bzw. Nachteile der verschiedenen Maschinenmodelle bleibt der Implementierung, der Analyse des Rechenzeitbedarfs sowie dem Vergleich der Schätzergebnisse vorbehalten.

Ausgehend von dem allgemeinen Ersatzschaltbild der permanentenregten Synchronmaschine (vgl. Gl. 16) kann man das Maschinenmodell durch die Wahl der entsprechenden elektrischen Komponenten des Zustandsvektors als "Strommodell" oder "Flußmodell" formulieren. Hier werden ausschließlich Strommodelle untersucht, da dann in der Ausgangsmatrix keine vom Betriebspunkt der Maschine abhängigen Ersatzschaltbildgrößen auftreten, deren Verstellung die Abbildung des Zustandsvektors auf den Ausgangsvektor verfälschen könnte. Um den Modellumfang zu minimieren, kann man zwei anstatt drei Strangspannungen berücksichtigen. Bei zwei Spannungen reduziert sich der Rechen- und Hardwareaufwand entsprechend, wobei aber zu beachten ist, daß die dritte Spannung nicht aus den anderen beiden ermittelt werden kann.

Die obigen Modelle bilden "120°" Systeme, d. h. sie sind ständerfest und nicht aus senkrecht stehenden, entkoppelten Spulensystemen aufgebaut. Führt man mit Hilfe der Zweiachsentheorie (4) die Transformation auf ein senkrecht stehendes 2-Phasensystem durch, kann diese nur dann leistungsinvariant (LIV) durchgeführt werden (Gl. 25), falls alle drei Strangspannungen bekannt sind. Anderenfalls muß die Transformation leistungsinvariant (LV) erfolgen (Gl. 24). Die Berechnung der Formfunktionen für das ständerfeste "90°" Modell der Maschine kann erfolgen, falls das Superpositionsprinzip gilt.

$$[T_{32}] = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{f}_{ud}(\gamma) \\ \tilde{f}_{uq}(\gamma) \end{bmatrix} = [T_{32}] \begin{bmatrix} f_{up1}(\gamma) \\ f_{up2}(\gamma) \end{bmatrix} \quad (24)$$

Die leistungsinvariante Transformation erfordert die Subtraktion des Nullsystems:

$$\begin{bmatrix} f_{ud}(\gamma) \\ f_{uq}(\gamma) \end{bmatrix} = [T_{32}] \begin{bmatrix} f_{up1}(\gamma) - \frac{1}{3}(f_{up1}(\gamma) + f_{up2}(\gamma) + f_{up3}(\gamma)) \\ f_{up2}(\gamma) - \frac{1}{3}(f_{up1}(\gamma) + f_{up2}(\gamma) + f_{up3}(\gamma)) \end{bmatrix} \quad (25)$$

Die Transformation auf ein rotorfestes rotierendes Bezugssystem bietet bei magnetisch unsymmetrischen Maschinen den Vorteil, daß die Lageabhängigkeit der Induktivitäten verschwindet. Die Transformation beinhaltet den Lagewinkel, so daß die Eingangs- und Ausgangsmatrix stets nichtlinear ist.

Die rotorfesten Formfunktionen der Polradspannungen berechnen sich bei leistungsvarianter Transformation:

$$[T_r] = \begin{bmatrix} \cos \gamma & \sin \gamma \\ -\sin & \cos \gamma \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{f}_{ud}(\gamma) \\ \tilde{f}_{uq}(\gamma) \end{bmatrix} = [T_r] \begin{bmatrix} f_{ud}(\gamma) \\ f_{uq}(\gamma) \end{bmatrix} \quad (27)$$

Die Berechnung der rotorfesten Formfunktionen der Polradspannung im Fall leistungsinvarianter Transformation erfolgt analog:

$$\begin{bmatrix} f'_{ud}(\gamma) \\ f'_{uq}(\gamma) \end{bmatrix} = [T_r] \begin{bmatrix} f_{ud}(\gamma) \\ f_{uq}(\gamma) \end{bmatrix} \quad (28)$$

Zur Drehzahl- und Lageschätzung ist die Ankopplung der mechanischen Gleichungen an das elektrische Ersatzschaltbild erforderlich. Eine Möglichkeit zur Bestimmung des Lastmomentes besteht darin, einen Beobachter zu implementieren, um aus den elektrischen Größen das Lastmoment zu bestimmen.

Diese Lösung ist möglich, bewirkt aber einen zusätzlichen Rechenaufwand, der nicht unbedingt erforderlich ist.

Bei der Ankopplung der mechanischen Gleichungen an das elektrische Ersatzschaltbild lassen sich Annahmen treffen, die einerseits die Bestimmung von Last- und Trägheitsmoment überflüssig machen und andererseits einen systematischen Modellfehler bewirken. Ein derartiges Maschinenmodell wäre für die Simulation des Betriebsverhaltens der Maschine völlig unbrauchbar; es ist als Modell für die Implementierung in einem Kalman-Filter jedoch durchaus verwendbar. Die resultierenden Modellfehler der möglichen Ansätze sind an die Voraussetzung der "kleinen" Abtastzeit gebunden.

Fordert man eine innerhalb eines Abtastschrittes konstante Drehzahl (11)

$$w_{k+1} = w_k \quad (29)$$

indem man das Lastmoment gleich dem elektrischen Moment setzt, entfällt die Berücksichtigung des unbekannten Last- und Trägheitsmomentes. Die Modellbildung wird aufwendiger, wenn man das Last- und das Trägheitsmoment als "bekannte", fehlerbehaftete (genauer verrauschte) Modellgröße auffaßt und als Komponente des Zustandsvektors wählt, indem man den ersten Ansatz abwandelt.

$$m_{\text{Last},k+1} = m_{\text{Last},k} \quad (30)$$

Dies führt zu einer Vergrößerung der Dimension des Zustandsvektors und damit zu einer entsprechenden Rechenzeitbelastung.

Aus den aufgezeigten Möglichkeiten von verschiedenen Maschinenmodellen lassen sich einige Kombinationen ableiten. Im folgenden werden drei grundsätzlich verschiedene Modelle vorgestellt. Die Bewertung von Vor- und Nachteilen bleibt der praktischen Implementierung vorbehalten. Die Modelle werden für die in praktischen Versuch eingesetzte Maschine abgeleitet. Diese Maschine weist keine magnetische Unsymmetrie ($x_d = x_q = x$) und praktisch keine Sättigung auf. Die Polradspannung hat die in Fig. 2 dargestellte, ausgeprägt "trapezförmige" Charakteristik. Die Ankopplung der mechanischen Gleichungen erfolgt bei dem rotor- und ständerfesten Maschinenmodell durch die Annahme einer innerhalb eines Abtastschrittes konstanten Drehzahl. Die Auswirkungen dieses Ansatzes werden noch eingehender diskutiert.

Rotorfestes Maschinenmodell

Ein auf den Rotor transformiertes Maschinenmodell einer Synchronmaschine mit Erregung durch Permanentmagnete wurde in (9) vorgestellt. Das folgende zeitdiskrete Maschinenmodell stellt eine Modifikation dar, bei der die Formfunktion der Polradspannung berücksichtigt wird.

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} i_d^r \\ i_q^r \\ \omega \\ \gamma \end{pmatrix}_{k+1} &= \begin{pmatrix} 1 - T \frac{R}{L_1} & T\omega & 0 & 0 \\ -T\omega & 1 - T \frac{R}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & T & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d^r \\ i_q^r \\ \omega \\ \gamma \end{pmatrix}_k \\
 &+ \frac{T}{L_1} \begin{pmatrix} \cos \gamma & \sin \gamma & \omega f_{ud}(\gamma) \\ -\sin \gamma & \cos \gamma & -\omega f_{uq}(\gamma) \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_d^s \\ u_q^s \\ \Psi_M \end{pmatrix}_k \\
 \begin{pmatrix} i_d^s \\ i_q^s \\ i_d^r \\ \gamma \end{pmatrix}_k &= \begin{pmatrix} \cos \gamma & -\sin \gamma & 0 & 0 \\ \sin \gamma & \cos \gamma & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d^r \\ i_q^r \\ \omega \\ \gamma \end{pmatrix}_k \quad (31)
 \end{aligned}$$

Bei dem auf den Rotor transformierten Maschinenmodell ist die Ausgangsmatrix, die im Filter-Algorithmus von zentraler Bedeutung ist, nichtlinear. Eine nichtlineare Ausgangsmatrix muß in jedem Abtastschritt neu berechnet werden, was sehr rechenzeitintensiv ist. Daher ist es sinnvoll, ein Maschinenmodell zu entwickeln, das eine lineare Ausgangsmatrix ermöglicht.

Ständerfestes Maschinenmodell

Die Berechnung des "ständerfesten" Maschinenmodells kann direkt aus dem elektrischen Ersatzschaltbild (vgl. Gl. 16) erfolgen.

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} i_d^s \\ i_q^s \\ \omega \\ \gamma \end{pmatrix}_{k+1} &= \begin{pmatrix} 1 - T \frac{R}{L_1} & 0 & -\Psi_M \frac{T}{L_1} f_{ud}(\gamma) & 0 \\ 0 & 1 - T \frac{R}{L_1} & -\Psi_M \frac{T}{L_1} f_{uq}(\gamma) & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & T_N & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d^r \\ i_q^r \\ \omega \\ \gamma \end{pmatrix}_k + \frac{T}{L_1} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_d^s \\ u_q^s \end{pmatrix}_k \quad (32)
 \end{aligned}$$

$$\begin{pmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{pmatrix}_k = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d^r \\ i_q^r \end{pmatrix}_k \quad (33)$$

Das System ist fast "vollständig" linear, lediglich in der Systemmatrix sind zwei Koeffizienten Funktionen des Zustandsvektors. Die Eingangs- und Ausgangsmatrix ist jeweils minimal besetzt. Im Vergleich zum rotorfesten Maschinenmodell läßt sich die Rechenzeit drastisch reduzieren, da der Rechenaufwand für die Aktualisierung der Matrizen minimal ist. Die Dimension des Zustandsvektors bleibt beim "ständer-" und beim "rotorfesten" Maschinenmodell gleich vier. Durch die Umformung des Maschinenmodells läßt sich die Dimension des Zustandsvektors auf drei reduzieren.

Modell mit Zustandsvektor minimaler Dimension

Bei den obigen Modellen sind zwei Komponenten des Zustandsvektors aus Strömen des Bezugssystems gebildet worden. Die Ströme werden geschätzt, obwohl zur Regelung nur die Drehzahl und zur Transformation nur der Lagewinkel erforderlich ist. Man kann rein formal das (ständerfeste) Maschinenmodell derart umformen,

daß nur die gesuchte Drehzahl und Lage Elemente des Zustandsvektors sind.

Unter der Voraussetzung kleiner Abtastzeiten läßt sich der Differenzenquotient des Stroms durch Kurzzeitmittelwerte gut annähern:

$$i_{dk}^s - i_{dk-1}^s \approx T \frac{u_d^{s,k-1,k} - R \cdot i_d^{s,k-1,k} - \Psi_M \cdot \omega_{k-1} \cdot f_{ud}(y_{k-1})}{L_I} \quad (34)$$

Die Mittelwerte von Strom und Spannung für das gekennzeichnete Zeitintervall sind meßbare Größen, ebenso wie der Momentanwert des Stroms. Unbekannt sind die eigentlich gesuchten Drehzahl- und Lagewerte. Aus der Nomenklatur ergibt sich eine Zeitverschiebung auf der Zeitachse um einen Abtastschritt, die bei kleiner Abtastzeit praktisch keine Auswirkung hat. Das Lastmoment wird als dritte Komponente in den Zustandsvektor aufgenommen. Dazu wird der oben erwähnte Ansatz eines innerhalb eines Abtastschrittes konstanten Lastmomentes gewählt.

Die modifizierte Zustandsdarstellung lautet:

$$\begin{bmatrix} \omega \\ \gamma \\ m_{Last} \end{bmatrix}_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\frac{T}{T_M} \\ T & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ \gamma \\ m_{Last} \end{bmatrix}_{k-1} + \Psi_M \frac{T}{T_M} \begin{bmatrix} f_{uq} & f_{ud} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_d^{s,k-1,k} \\ \bar{i}_q^{s,k-1,k} \end{bmatrix} \quad (35)$$

$$\frac{1}{\Psi_M T} \begin{bmatrix} T \cdot (\bar{u}_d^{s,k-1,k} - R \cdot \bar{i}_d^{s,k-1,k}) - (i_{dk}^s - i_{dk-1}^s) \cdot L_I \\ T \cdot (\bar{u}_q^{s,k-1,k} - R \cdot \bar{i}_q^{s,k-1,k}) - (i_{qk}^s - i_{qk-1}^s) \cdot L_I \end{bmatrix}_{k-1} = \begin{bmatrix} f_{ud} & 0 & 0 \\ f_{uq} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ \gamma \\ m_{Last} \end{bmatrix}_{k-1} \quad (36)$$

Das Modell mit dem Zustandsvektor "minimaler" Dimension ist nichtlinear bezüglich der Ein- und Ausgangsmatrix. Der Rechenaufwand zur Aktualisierung der Matrizen muß in der Realisierung des Kalman-Filters untersucht werden.

Das Kalman-Filter-Verfahren beruht auf einem Maschinenmodell im zeitdiskreten Zustandsraum. Die Formulierung ist allgemein und nicht vom spezifischen Maschinenmodell abhängig. Hier wird daher nur ein kurzer Überblick über das erweiterte Kalman-Filter gegeben (2), (11). Die vollständige Darstellung ist z. B. in (1), (5) wiedergegeben.

In Fig. 3 ist das Systemmodell dargestellt (11). Das zeitdiskrete Maschinenmodell wird um zwei Rauschprozesse erweitert.

Der Meßfehler wird durch den vektoriellen Rauschprozeß $\{v_k\}$ (Meßrauschen) und der Modellfehler durch den vektoriellen Rauschprozeß $\{w_k\}$ (Systemrauschen) berücksichtigt. An die an sich unbekannten Rauschprozesse — dies gilt insbesondere für das Systemrauschen — lassen sich einige Voraussetzungen stellen.

Die Rauschprozesse seien: gaußförmig, mittelwertfrei, zeitlich und untereinander unkorreliert. Weiterhin soll kein Element des Zustandsvektors durch ein anderes gestört werden. Der Ablauf des nichtlinearen Kalman-Filter-Verfahrens wird durch die Filtergleichungen (37–39) und durch die Prädiktionsgleichungen (40–41) beschrieben.

Durch die Filtergleichungen wird für den Abtastzeitpunkt (kT) der aktuelle Zustandsvektor $x_{k|k}$ und seine Kovarianzmatrix $P_{k|k}$ berechnet. Durch die Prädiktionsgleichungen wird eine Vorhersage des Zustandsvektors $x_{k+1|k}$ und der Kovarianzmatrix $P_{k+1|k}$ für den folgenden Abtastzeitpunkt gemacht. Die Vorhersage des Zustandsvektors wird im nächsten Abtastschritt durch die Abbildung auf den Ausgangsvektor y bewertet.

Die Filtergleichungen lauten (2), (11):

$$\begin{aligned} x_{k|k} &= x_{k|k-1} + K_k \cdot (y_k - h(x_{k|k-1}, k)) \\ &= x_{k|k-1} + K_k \cdot (y_k - C_k(x_{k|k-1}) \cdot x_{k|k-1}) \end{aligned} \quad (37)$$

$$P_{k|k} = P_{k|k-1} - K_k \cdot \left. \frac{\partial h}{\partial x} \right|_{x=x_{k|k-1}} \cdot P_{k|k-1} \quad (38)$$

$$\begin{aligned} K_k &= P_{k|k-1} \cdot \left. \frac{\partial h^T}{\partial x} \right|_{x=x_{k|k-1}} \cdot \left[\left. \frac{\partial h}{\partial x} \right|_{x=x_{k|k-1}} \cdot P_{k|k-1} \cdot \left. \frac{\partial h^T}{\partial x} \right|_{x=x_{k|k-1}} + R \right]^{-1} \end{aligned} \quad (39)$$

und für die Prädiktion des Zustandsvektors \underline{x} sowie der Kovarianzmatrix \underline{P} gilt (11):

$$\begin{aligned}\underline{x}_{k+1|k} &= \Phi(k+1, k, \underline{x}_{k|k}, \underline{u}_k) \\ &= \underline{A}_k(\underline{x}_{k|k}) \cdot \underline{x}_{k|k} + \underline{B}_k(\underline{x}_{k|k}) \cdot \underline{u}_k\end{aligned}\quad (40)$$

$$\underline{P}_{k+1|k} = \left. \frac{\partial \Phi}{\partial \underline{x}} \right|_{\underline{x} = \underline{x}_{k|k}} \cdot \underline{P}_{k|k} \cdot \left. \frac{\partial \Phi^T}{\partial \underline{x}} \right|_{\underline{x} = \underline{x}_{k|k}} + \underline{\Gamma}_k \cdot \underline{Q} \cdot \underline{\Gamma}_k^T \quad (41)$$

Zur Realisierung des Filter-Algorithmus ist noch die Berechnung der Ableitungen der Übergangs- und Ausgangsfunktion für die einzelnen Modelle erforderlich.

$$\frac{\partial \Phi}{\partial \underline{x}} = \frac{\partial (\underline{A} \cdot \underline{x} + \underline{B} \cdot \underline{u})}{\partial \underline{x}} \quad (42)$$

$$\frac{\partial h}{\partial \underline{x}} = \frac{\partial (\underline{C} \cdot \underline{x})}{\partial \underline{x}} \quad (43)$$

Dazu ist die partielle Ableitung der Formfunktionen nach dem Lagewinkel zu bilden. Zur Vereinfachung der Darstellung soll die folgende Nomenklatur gelten:

$$\frac{\partial f_u(\gamma)}{\partial \gamma} := f_{\partial u}(\gamma) \quad (44)$$

Rotorfestes Modell

$$\begin{aligned}\frac{\partial \Phi}{\partial \underline{x}} &= \underline{A} \\ &+ \begin{bmatrix} 0 & 0 & T(i_d' + \frac{\Psi_M}{L_l} f_{ud}(\gamma)) & \frac{T}{L_l} (-u_d^s \sin(\gamma) + u_q^s \cos(\gamma) + \omega \Psi_M f_{ud}(\gamma)) \\ 0 & 0 & -T(i_q' + \frac{\Psi_M}{L_l} f_{uq}(\gamma)) & -\frac{T}{L_l} (u_d^s \cos(\gamma) + u_q^s \sin(\gamma) + \omega \Psi_M f_{uq}(\gamma)) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}\end{aligned}$$

$$\frac{\partial h}{\partial \underline{x}} = \underline{C} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -i_d' \sin(\gamma) - i_q' \cos(\gamma) \\ 0 & 0 & 0 & i_d' \cos(\gamma) - i_q' \sin(\gamma) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (45)$$

Ständerfestes Maschinenmodell

$$\frac{\partial \Phi}{\partial \underline{x}} = \underline{A} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -T\omega \frac{\Psi_M}{L_l} f_{ud} \\ 0 & 0 & 0 & -T\omega \frac{\Psi_M}{L_l} f_{uq} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (46)$$

$$\frac{\partial h}{\partial \underline{x}} = \underline{C} \quad (47)$$

Modell mit Zustandsvektor minimaler Dimension

$$\frac{\partial \Phi}{\partial \underline{x}} = \underline{A} + \begin{pmatrix} 0 & \Psi_M \frac{T}{T_M} (\hat{f}_{uu}^s \hat{i}_d^s + \hat{f}_{ud}^s \hat{i}_q^s) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (48)$$

$$\frac{\partial h}{\partial \underline{x}} = \underline{C} + \begin{pmatrix} 0 & \omega \hat{f}_{ud}^s & 0 \\ 0 & \omega \hat{f}_{uq}^s & 0 \end{pmatrix} \quad (46)$$

Der Vergleich der Matrizen für die drei Modelle zeigt, daß die linearen Eigenschaften des ständerfesten Modells und des Modells mit minimalem Zustandsvektor einen sehr geringen Aufwand für die Aktualisierung der Übergangs- und Ausgangsfunktion benötigen. Der Implementierung bleibt vorbehalten, die Qualität der Schätzergebnisse zu ermitteln.

In dem Filteralgorithmus treten die Kovarianzmatrizen des Meßrauschens R und des Systemrauschens Q auf, wobei insbesondere die letztere das stationäre und dynamische Verhalten des Filters bestimmt.

Die Quantifizierung der Elemente der Matrizen bereitet bei der Kovarianzmatrix des Systemrauschens Schwierigkeiten, da der Modellfehler bzw. dessen statistischen Eigenschaften unbekannt sind und nicht automatisch gewährleistet ist, daß sich mit den Annahmen für die Rauschprozesse die Modellfehler beschreiben lassen. In der Simulation zeigt sich jedoch, daß die Quantifizierung der Elemente der Kovarianzmatrix Q , die auf die Schätzung elektrischer Größen wirken, relativ unkritisch ist. Dies resultiert aus dem relativ exakten elektrischen Modell der Maschine. Zur Ankopplung der mechanischen Gleichungen an das elektrische Ersatzschaltbild wird der Ansatz einer innerhalb eines Abtastschrittes konstanten Drehzahl gewählt. Für den stationären Betrieb läßt sich die Matrix Q durch iterative Algorithmen bestimmen. Diese Resultate lassen sich aber nicht für den dynamischen Betrieb verwenden, denn es ist offensichtlich, daß die Annahme einer konstanten Drehzahl im stationären Betrieb praktisch keinen, im dynamischen Betrieb aber einen erheblichen Modellfehler bewirkt.

Der beim dynamischen Betrieb auftretende Fehler läßt sich abschätzen, wenn man den linearen Drehzahlverlauf durch die feldorientierte Betriebsweise voraussetzt.

$$\underline{w}_{k+1} = \underline{w}_k + \Delta \underline{w}_k \quad (50)$$

$$\Delta \underline{w}_k \leq \underline{w}_N \frac{T}{T_A} \quad (51)$$

Aus dieser Abschätzung kann man folgern, daß der Wert der Kovarianzmatrix des Systemrauschens mindestens zwischen zwei Werten umgeschaltet werden muß, um der Betriebszustandsabhängigkeit des Modellfehlers Rechnung zu tragen. Zur Erkennung des Betriebszustands wird der Schätzwert mit dem Sollwert der Drehzahl verglichen. Der Wert der Kovarianzmatrix des Systemrauschens wird aber nicht zwischen zwei Werten hin- und hergeschaltet, sondern mit dem der Abweichung gewichtet. Es erfolgt eine Adaption der Kovarianzmatrix des Systemrauschens an den Betriebszustand der Maschine.

Zur Realisierung des Filter-Algorithmus wird ein System mit einem digitalen Signalprozessor (DSP) TMS320C30 eingesetzt. Der Zugriff auf den DSP erfolgt über die direkte Ankopplung des Systems an den Bus des Host (PC-AT). Dieser DSP neuester Generation verfügt über eine Floating-Point-Unit, die eine enorme Rechenleistung (33 MFLOPS) ermöglicht. Durch den Einsatz eines C-Compilers läßt sich die Rechenleistung auch für die Simulation des Gesamtantriebs nutzen. Eine Übersicht über den Versuchsstand ist in Fig. 4 dargestellt.

Die Implementierung des Kalman-Filters erfolgt in mehreren Schritten. In der ersten Entwicklungsstufe wird die Simulation des Gesamtantriebs auf dem Host oder einem anderen verfügbaren Rechner durchgeführt. Das Simulationsprogramm umfaßt im wesentlichen die Programmodule für den Umrichter, die Maschine sowie das eigentliche Kalman-Filter. Die Ablaufsteuerung erfolgt durch eine interaktive Benutzeroberfläche, die On-Line die graphische und numerische Ausgabe von beliebigen Systemgrößen erlaubt. Das Zu- oder Abschalten von Optionen wird durch Steuerflags gewährleistet, um etwa zwischen dem open- und closed-loop Betrieb umschalten zu können. Im open-loop Betrieb werden die "Istwerte" der Lage und Drehzahl für die Regelung der Maschine verwendet. Im closed-loop werden die "Istwerte" nur zu Vergleichszwecken herangezogen, denn die Regelung und die Transformation erfolgt ausschließlich mit den vom Kalman-Filter geschätzten Werten für Lage und Drehzahl. Zur Optimierung von Parametereinstellungen können On-Line Parametervariationen vorgenommen werden. Zur Dokumentation können die Systemgrößen auf "Meßfile's" protokolliert werden. Das Simulationsprogramm verursacht einen erheblichen Rechenaufwand, denn der Umrichter wird mit einer Abtastzeit von 10 µs simuliert, so daß der aktuelle Zustand der Maschine mindestens so oft neu berechnet werden muß. Diese Abtastzeit wird durch das Steuerkonzept des eingesetzten Umrichters vorgegeben. In der zweiten Simulationsphase wird daher die Antriebssimulation vollständig auf den DSP verlagert; der Host übernimmt lediglich die Ein-/Ausgabe und die Ablaufsteuerung wie oben beschrieben. Durch die Möglichkeit des Hochspracheneinsatzes ist die Portabilität der einzelnen Programmodule weitgehend gewährleistet. Nur die Kommunikation zwischen Host- und DSP muß angepaßt werden. Die Portierung der Simulation dient zum einen dazu, die enorme Rechenleistung des DSP's z. B. für aufwendige Parameterstudien zu nutzen und zum anderen das

Kalman-Filter-Programmmodul auf rechenzeitintensive Operationen zu untersuchen, um den Algorithmus schon in der Simulation optimieren zu können.

Im Anschluß an die Simulationsphase wird der Echtzeitbetrieb aufgenommen und das Kalman-Filter-Modul, das bis dahin für Simulation auf dem Host und dem DSP völlig identisch ist, bezüglich der Rechenzeit optimiert. Dazu werden die Matrizenoperationen im Filter-Algorithmus von einem Funktionsaufruf in eine explizite Schreibweise überführt. Außerdem werden die apriori Kenntnisse der Neutralelemente der Multiplikation und der Addition ausgenutzt, so daß Additionen mit "0" und Multiplikationen mit "0" oder "1" entfallen. Diese Umsetzung des Filter-Moduls erfolgt automatisch durch einen Source-Code-Generator. Auch diese Programmversion bleibt vollständig in C und damit portabel, sie ist aber durch den Wegfall der Funktionsaufrufe unübersichtlich und daher nicht zur Programmentwicklung geeignet. Das so erstellte Filter-Modul wird zunächst im open-loop betrieben. Dann erfolgt der closed-loop Betrieb, bei dem die Istwerte der Lage und Drehzahl nur zu Vergleichszwecken erfaßt werden.

Meßergebnisse

Die benötigten Rechenzeiten des Kalman-Filters für die verschiedenen Maschinenmodelle und die eingestellte Gesamtabtastzeit T sind tabellarisch dargestellt.

	Kalman-Filter	Abtastzeit T
"rotor"	200 µs	300 µs
"ständer"	80 µs	200 µs
"mini"	70 µs	200 µs

Der Vergleich der benötigten Rechenzeiten zeigt, daß das Modell mit minimalem Zustandsvektor und das ständerfeste Maschinenmodell Abtastzeiten ermöglichen, die wesentlich unter den geforderten 250 µs liegen. Der Wert für die Gesamtabtastzeit wurde auf 200 µs eingestellt, weil die flexible Programmstruktur relativ rechenzeitintensiv ist. Die durch die Entwicklungsumgebung bedingten Vorteile rechtfertigen aber diesen Verwaltungs-Overhead. Schon bei der Ableitung der Maschinenmodelle war ersichtlich, daß das rotorfeste Maschinenmodell die größte Rechenzeit in Anspruch nehmen wird. Zur endgültigen Bewertung der Leistungsfähigkeit der vorgestellten Maschinenmodelle ist aber die Auswertung der Messungen erforderlich.

Es ist sinnvoll, die Maschinenmodelle in Betriebssituationen zu testen bei denen jeweils der größte systematische Modellfehler auftritt. Es muß sich dann erweisen, ob das Kalman-Filter in der Lage ist, mit Hilfe der "verrauschten" Maschinenmodelle die Drehzahl und die Lage in, closed-loop Betrieb richtig zu schätzen. Deshalb werden für alle Modelle drei Betriebszustände untersucht. Zum einem wird mit einem Drehzahlsollwertsprung von positiver auf negative Nenndrehzahl der Bereich höchster Dynamik durchfahren, bei der der maximale Modellfehler bei der Annahme einer konstanten Drehzahl innerhalb eines Abtastintervalls auftritt. In der zweiten Versuchsreihe wird der Bereich der stationär kleinen Drehzahl untersucht, bei dem zwar kein systematischer Modellfehler auftritt; die Synchronmaschine ohne Last aber nur sehr geringe Spannungs- und Stromwerte liefert. In der letzten Versuchsreihe wird ein Laststoß vorgegeben. Dazu ist eine permanenterregete Synchronmaschine angekuppelt, die dreiphasig kurzgeschlossen wird. Die Last wird sehr schnell aufgebaut, so daß weder die Drehzahl noch die Last innerhalb eines Abtastschrittes konstant bleiben.

Die Fig. 5, 6 und 7 zeigen jeweils den direkten Vergleich der gemessenen mit der geschätzten Drehzahl für die oben beschriebenen Lastfälle.

Beim Drehzahlsollwertsprung stimmen bei allen Modellen Ist- und Schätzwert der Drehzahl gut überein. Es sei erwähnt, daß die eingangs geschilderte hohe Drehzahldynamik des Antriebs nicht ganz erreicht wird, weil das Trägheitsmoment des Antriebs durch die angekuppelte Belastung vergrößert wird. Dies entspricht zum einem realen Gegebenheiten, zum anderen wird gezeigt, daß der dynamische Betrieb und der dadurch resultierende Modellfehler durch die Annahme einer konstanten Drehzahl innerhalb eines Abtastschrittes auch über "lange" Zeiträume zu guten Schätzergebnissen führt. Auch der Betrieb bei stationär kleinen Drehzahlen bereitet keine Probleme, obwohl der Istwert des Stromes nicht gemessen wird, was durch das Umrichtersteuerverfahren bedingt (Zweipunktreger), bei sehr kleinen Strömen zu beachtlichen Abweichungen führt. Der Vergleich des Verhaltens beim Laststoß zeigt, daß die auftretenden Drehzahlschwankungen durch systematische Pendelmomente (Feldoberwellen) und durch die untere Grenze der Stromauflösung des Umrichters verursacht werden. Die Schätzergebnisse beim ständer- und rotorfesten Maschinenmodell sind vergleichbar gut. Das Maschinenmodell mit dem Zustandsvektor minimaler Dimension liefert zufriedenstellende Schätzergebnisse, bewirkt aber etwas größere Schwankungen des Drehzahlschätzwertes.

Durch den Einsatz eines Kalman-Filters lassen sich die Rotorlage und die Winkelgeschwindigkeit des Rotors einer Synchronmaschine nur aus Messung der elektrischen Klemmenspannung und aus der Messung der Maschinenströme bestimmen. Das Verfahren arbeitet unabhängig von der Bauart der Synchronmaschine und unabhängig vom eingesetzten Umrichter. Da fehlerbehaftete, verrauschte Meßwerte zulässig sind, kann ggf. auf die Messung des Istwerts der Ströme und Spannungen verzichtet werden, wenn diese in guter Näherung mit den Sollwerten übereinstimmen (siehe (3)). Die Anzahl der zu messenden Ströme und Spannungen kann kleiner als die Anzahl der Maschinenstränge sein.

Mit dem erfindungsgemäßen Verfahren erreicht man die volle Erfassung des stationär zulässigen Drehzahlbereichs einer Synchronmaschine bei gleichzeitiger Reduktion des erforderlichen Rechenaufwandes, insbesondere

durch die Gestaltung des Maschinenmodells.

Das Kalman-Filter beruht auf einem geeigneten Modell der Maschine, wobei systematische und stochastische Modellfehler in gewissen Umfang tolerierbar sind. Das Betriebsverhalten einer Synchronmaschine wird durch das elektrische Ersatzschaltbild und durch die mechanischen Gleichungen beschrieben. Daher wurde das Konzept entwickelt, im elektrischen Ersatzbild der Maschine möglichst wenig systematische Fehler zuzulassen und die Fehlertoleranz des Kalman-Filters vollständig zur Vereinfachung der mechanischen Gleichungen auszunutzen. Daher werden Feldoberwellen berücksichtigt. Die Formfunktionen der Polradspannung lassen sich für leistungsinvariante und für leistungsvariante Transformation auf ein zweiphasiges System berechnen. Gezielte Vernachlässigungen sind hierbei möglich. Bei den Modellen lassen sich drei grundsätzlich unterschiedliche Typen unterscheiden mit einem ständerfesten oder rotorfesten Bezugssystem, wobei es sich bei dem ständerfesten Bezugssystem um ein zweiphasiges oder dreiphasiges, bzw. um ein Modell mit Zustandsvektor minimaler Dimension handeln kann. Die Fehlertoleranz des Kalman-Filters läßt sich dabei zur wesentlichen Vereinfachung mechanischen Gleichungen nutzen, und zwar zur Vernachlässigung der Drehzahländerung innerhalb eines Abtastschrittes, zur Annahme eines konstanten, bekannten Last- und Trägheitsmomentes und/oder zur Vernachlässigung der Lastmomentänderung innerhalb eines Abtastschrittes, wobei das Lastmoment geschätzt werden kann.

Bei Kenntnis der statistischen Eigenschaften des Modellfehlers wird der Rauschparameter, der auf die Drehzahlschätzung wirkt, in Abhängigkeit vom Betriebszustand der Maschine angepaßt. Als Parameter zur Identifikation des Betriebszustandes dient dazu der Vergleich der geschätzten Drehzahl mit der Sollzahl oder falls das Lastmoment geschätzt wird, der Vergleich von geschätztem Lastmoment und dem elektrischen Moment. Der Verlauf wird durch die extremen Werte q_{min} und q_{max} sowie durch eine charakteristische Steigung definiert, wie dies in Fig. 8 dargestellt ist. Das erfindungsgemäße Verfahren arbeitet unabhängig von der Bauart der Synchronmaschine und unabhängig von der Wirkungsweise des eingesetzten Umrichters. Dabei führt die Berücksichtigung der realen Polradspannung zu einem genaueren elektrischen Ersatzschaltbild mit äußerst geringer Rechenzeitbelastung. Bei ständerfesten Maschinenmodellen erhält man eine lineare Ausgangsmatrix und eine erhebliche Reduzierung im Vergleich zu Modellen mit rotierenden Bezugssystemen und damit der Leistungsanforderung an die Hardware. Bei Modellen mit Zustandsvektor minimaler Dimension erhält man eine minimale Rechenzeit, das Lastmoment wird geschätzt (Lageregelung). Dynamische Rauschparameter führen zu einer einfachen Momenten-Gleichung, deren Fehler berücksichtigt wird.

Mit dem erfindungsgemäßen Verfahren ist auch der sensorlose Betrieb einer Asynchronmaschine und die Identifikation der zur feldorientierten Betriebsweise notwendigen Zustandsgrößen möglich. Auch hier ist das eingesetzte Kalman-Filter unabhängig von der Bauart der Asynchronmaschine und unabhängig von dem Prinzip des speisenden Umrichters einsetzbar.

Fig. 9 zeigt die Struktur des sensorlosen Antriebes einer Asynchronmaschine mittels Kalman-Filter, wobei auch andere Reglerstrukturen möglich sind, z. B. Zustandsregler. Aus den Ständerspannungen und aus den Maschinenströmen (hier jeweils 2) wird mit Hilfe des Kalman-Filters die Drehzahl des Rotors, die Winkelgeschwindigkeit des Rotorflusses und dessen räumliche Lage ermittelt. Auf die Messung von Strom- und Spannungswerten kann verzichtet werden, falls die Istwerte näherungsweise mit den Sollwerten übereinstimmen. Da das Filter Modellfehler in Grenzen tolerieren kann, ist es nicht unbedingt erforderlich, die vom Betriebszustand abhängigen Maschinenparameter zu identifizieren, z. B. durch einen Beobachter (Temperatur) zur Parameteridentifikation, und nachzuführen. Im Maschinenmodell läßt sich (analog zur Synchronmaschine) eine innerhalb eines Abtastschrittes konstante Winkelgeschwindigkeit des Rotorflusses annehmen. Der vom Betriebszustand der Maschine abhängige Modellfehler läßt sich durch die Anpassung des Rauschparameters für die Winkelgeschwindigkeit des Rotorflusses bzw. des Rotors in Analogie zur Synchronmaschine berücksichtigen. Die Ordnung des Maschinenmodells der Asynchronmaschine kann durch die Annahme eines innerhalb eines Abtastschrittes näherungsweise konstanten Magnetisierungsstroms um eins verringert werden. Dabei läßt sich das Verfahren auch auf Maschinen anwenden, bei denen sowohl der Rotor- als auch der Ständerstrom meßbar ist.

Wie bei der Synchronmaschine ist auch hier ein drehzahl geregelter, feldorientierter Betrieb einer Asynchronmaschine ohne mechanische Sensoren möglich sowie der Ersatz des Flußmodells bzw. Beobachters zur Zustand-identifikation.

Mit dem erfindungsgemäßen Verfahren ist verbunden die Entwicklung eines Konzepts zur schnellen Implementierung von Filter- und Beobachterstrukturen auf der Zielhardware (TMS320C30). Die besonderen Kennzeichen dieses Konzeptes sind eine interaktive Benutzeroberfläche mit frei wählbaren Systemgrößen, die graphisch und numerisch angezeigt werden können, wobei die Anzeige On-Line umgeschaltet werden kann; Steuerflags ermöglichen das Zu- und Abschalten von Funktionen im Betrieb; der Einsatz standardisierter Programmmodule ist möglich.

Die Inbetriebnahme, z. B. eines Filter-Moduls für ein variiertes Maschinenmodell, erfolgt in drei Schritten:

1. Simulation des Gesamtantriebs auf dem Host (PC-AT, HP835)
2. Portierung der Simulation des Antriebs auf die Zielhardware, hier TMS320C30, durch den Einsatz eines Hochsprachen-Compilers. Die Programmmodule sind deshalb im wesentlichen mit denen der ersten Simulationsstufe identisch; lediglich die Schnittstelle zwischen dem Host (der weiterhin die Benutzeroberfläche bedient) und der Zielhardware muß ggf. angepaßt werden.
3. Optimierung des Rechenzeitbedarfs durch einen für den Benutzer transparenten "Source-Code-Generators", der die Funktionsaufrufe der Matrixoperationen in die explizite Form umsetzt und dann die Additionen "0" und die Multiplikationen mit "0" oder "1" entsprechend wegläßt. So resultiert ein relativ kompakter, automatisch erzeugter Programm-Code in einer Hochsprache.

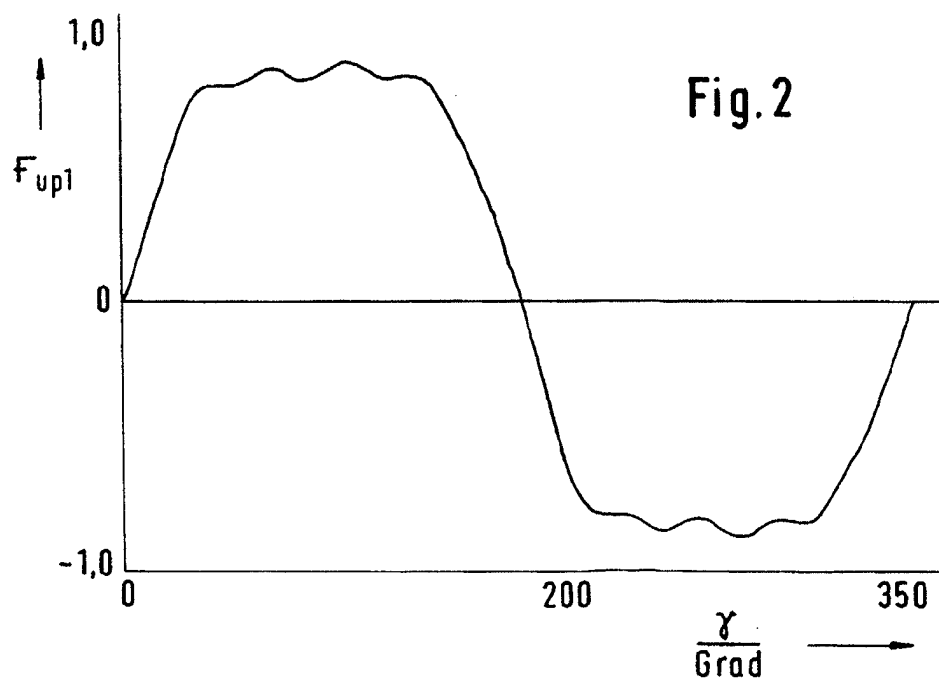
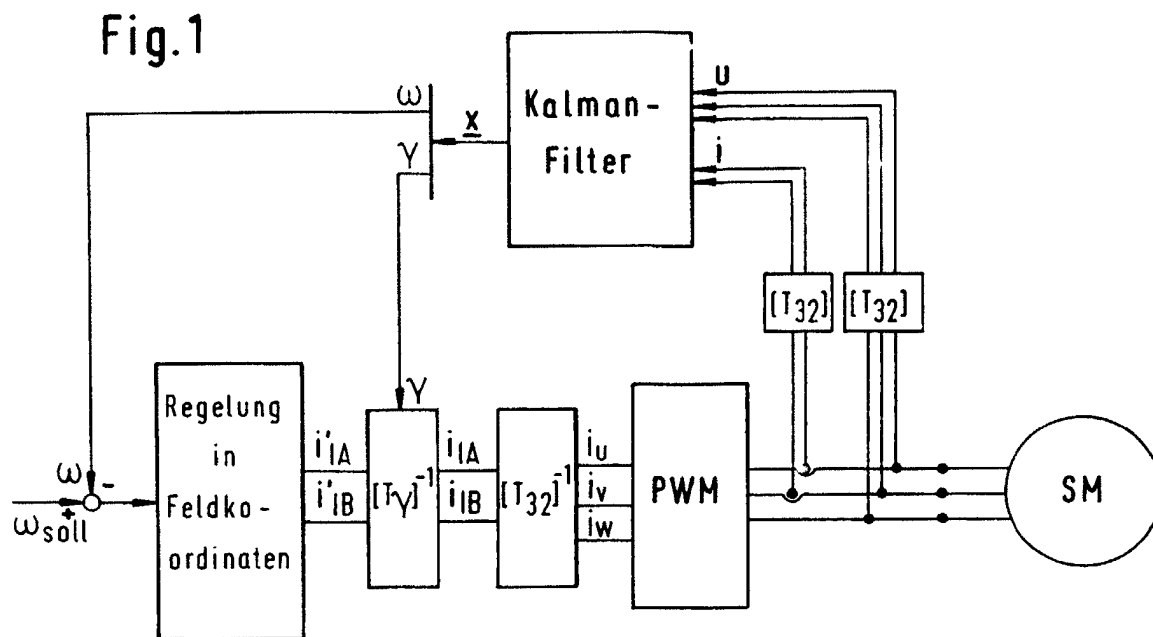
Literatur

- [1] Brammer, K.; Siffling, G.: Kalmann-Bucy-Filter. München, Wien: Oldenbourg-Verlag 1975
- [2] Brunsbach, B.-J.; Henneberger, G.: Einsatz eines Kalman-Filters zum feldorientierten Betrieb einer Asyn-
- 5 chronmaschine ohne mechanische Sensoren. Archiv für Elektrotechnik 1990.
- [3] Demel, W.W.: Baugrößen von permanenterregten Synchronmaschinen bei unterschiedlichem Verlauf des Stromes. Diss., RWTH Aachen, 1987.
- [4] Henneberger, G.: Elektrische Maschinen II. Vorlesung an der RWTH Aachen. RWTH Aachen 1989
- [5] Krebs V.: Nichtlineare Filterung. München, Wien Oldenbourg-Verlag 1980
- 10 [6] Kirberg, U.; Sattler, Ph. K.: State estimation on an inverter fed synchronous motor. EPE'85
- [7] Liu, S.; Stiebler, M.: A continuous-discrete time state estimator for a synchronous motor fed by PWM inverter. EPE'89
- [8] Meyr, H.: Regelungstechnik II. Vorlesung an der RWTH Aachen. RWTH Aachen, 1989
- [9] Sattler, Ph. K.; Stärker, K.: Estimation of speed and rotorposition of an Inverter fed permanent excited
- 15 synchronous machine. EPE'89
- [10] Schröder, M.: Hochtouriger bürstenloser Positionierantrieb mit extrem geringer Momentenwelligkeit. Diss., Univ. Stuttgart, 1986.
- [11] Stärker, K.: Sensorloser Betrieb einer umrichter gespeisten Synchronmaschine mittels Kalman-Filters. Diss., RWTH Aachen, 1988.

Patentansprüche

1. Verfahren zum sensorlosen Erfassen und/oder Einstellen der Rotorlage und/oder Winkelgeschwindigkeit des Rotors einer elektrischen Maschine, insbesondere einer Synchronmaschine oder einer Asynchronma-
- 25 schine, aus der Messung der elektrischen Klemmenspannung und/oder des Maschinenstroms unter Einsatz eines Kalman-Filters bei Verwendung eines Modells der Maschine, deren Betriebsverhalten durch ein elektrisches Ersatzschaltbild und durch die mechanischen Gleichungen beschrieben wird.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Auswertung allein der Sollwerte der Klemmenspannung und des Maschinenstroms, welche in guter Näherung mit den Istwerten der Spannun-
- 30 gen und Ströme übereinstimmen.
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Anzahl der gemessenen Spannungen und/oder Ströme kleiner ist als die Anzahl der Maschinenstränge.
4. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Fehlertoleranz des Kalman-Filters überwiegend für die Vereinfachung der mechanischen Gleichungen ausgenutzt wird,
- 35 während für das elektrische Ersatzschaltbild der Maschine nur wenig systematische Fehler zugelassen werden.
5. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß bei der Bestimmung des Modells der Maschine Feldoberwellen berücksichtigt und die Formfunktionen der Polradspannung für die Transformation auf ein zweiphasiges System berechnet werden.
- 40 6. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, gekennzeichnet durch die Verwendung eines Modells mit ständerfestem Bezugssystem, insbesondere durch die Verwendung eines Modells mit einem Zustandsvektor minimaler Dimension als Bezugssystem.
7. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5, gekennzeichnet durch die Verwendung eines Modells mit rotorfestem Bezugssystem.
- 45 8. Verfahren nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Fehlertoleranz des Kalman-Filters im wesentlichen genutzt wird zur Vernachlässigung der Drehzahländerung und/oder der Lastmomentänderung innerhalb eines Abtastschrittes.
9. Verfahren nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Fehlertoleranz des Kalman-Filters im wesentlichen genutzt wird zur Annahme eines konstanten, bekannten Last- und Trägheitsmoments.
- 50 10. Verfahren nach Anspruch 8 oder 9, dadurch gekennzeichnet, daß der Rauschparameter, der auf die Drehzahlschätzung wirkt, in Abhängigkeit vom Betriebszustand der Maschine angepaßt wird, wobei als Parameter zur Identifikation des Betriebszustandes der Vergleich der geschätzten Drehzahl mit der Soll-drehzahl, bzw. der Vergleich des geschätzten Lastmoments mit dem elektrischen Moment dient und der Verlauf durch die Extremwerte (q_{min} , q_{max} ; Fig. 9) sowie durch eine charakteristische Steigung definiert
- 55 wird.

Hierzu 6 Seite(n) Zeichnungen



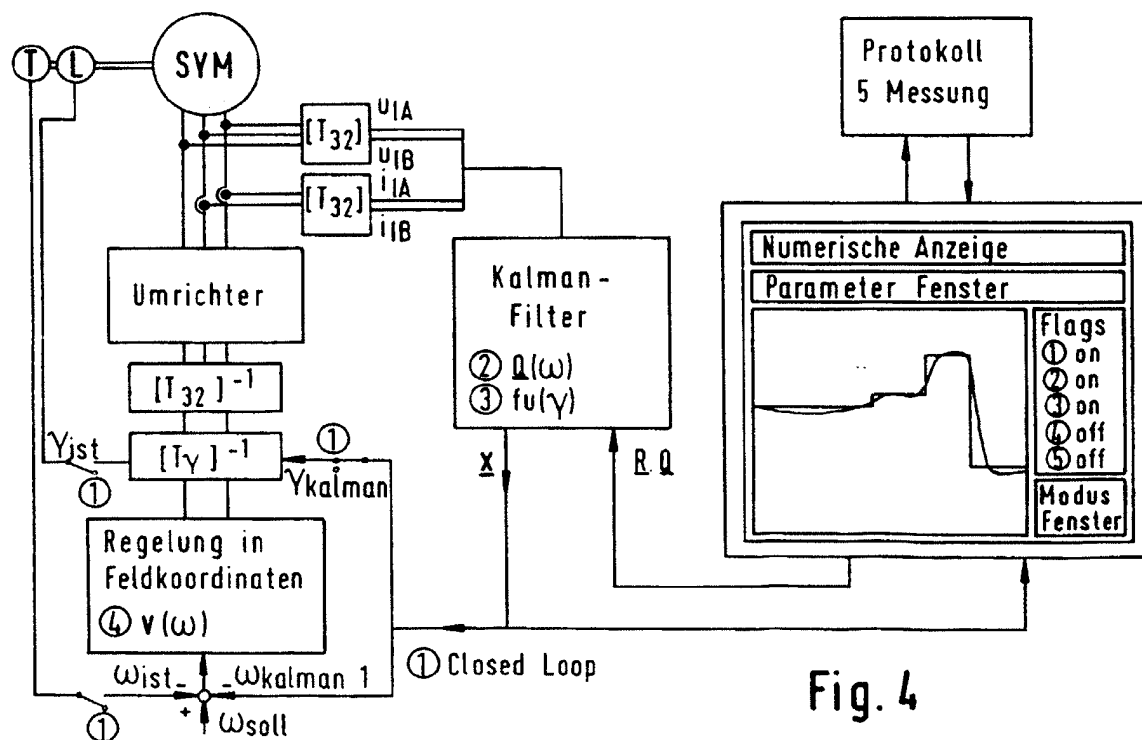
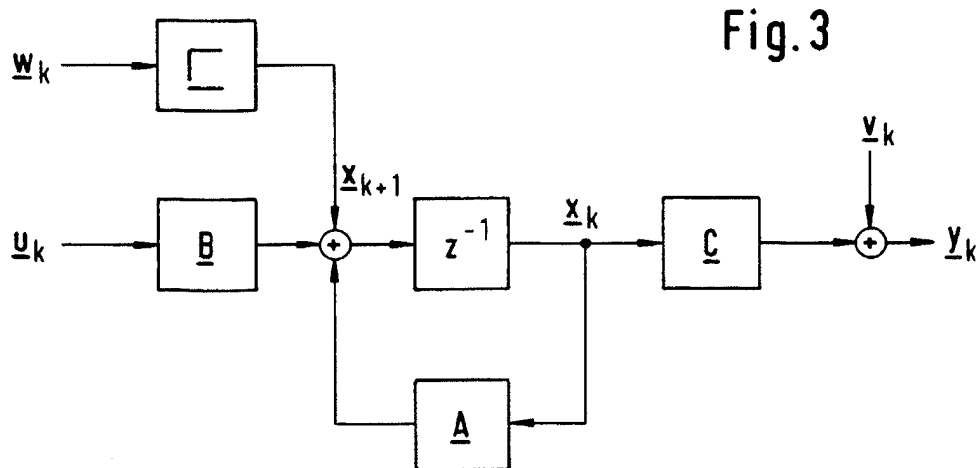


Fig. 5

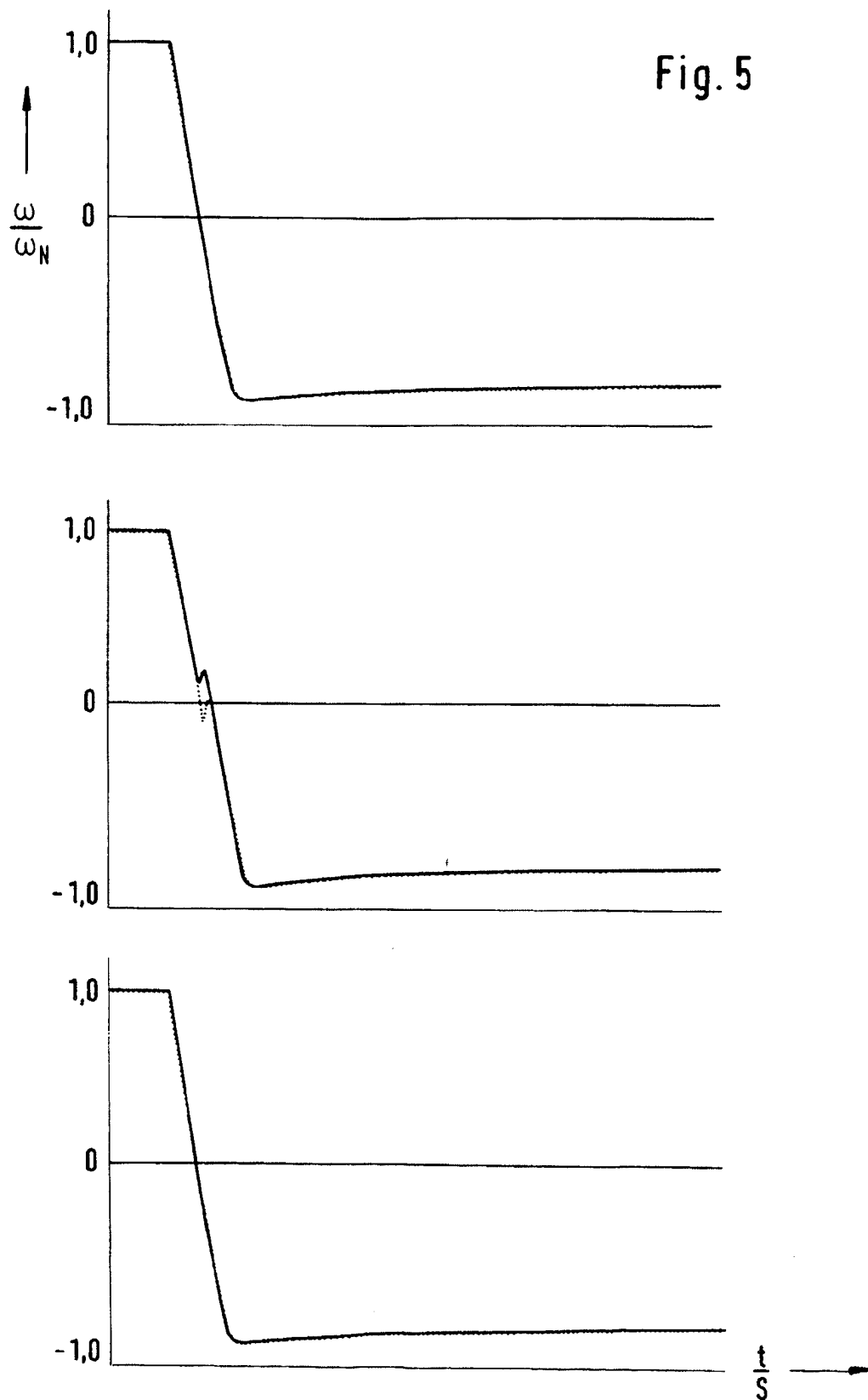
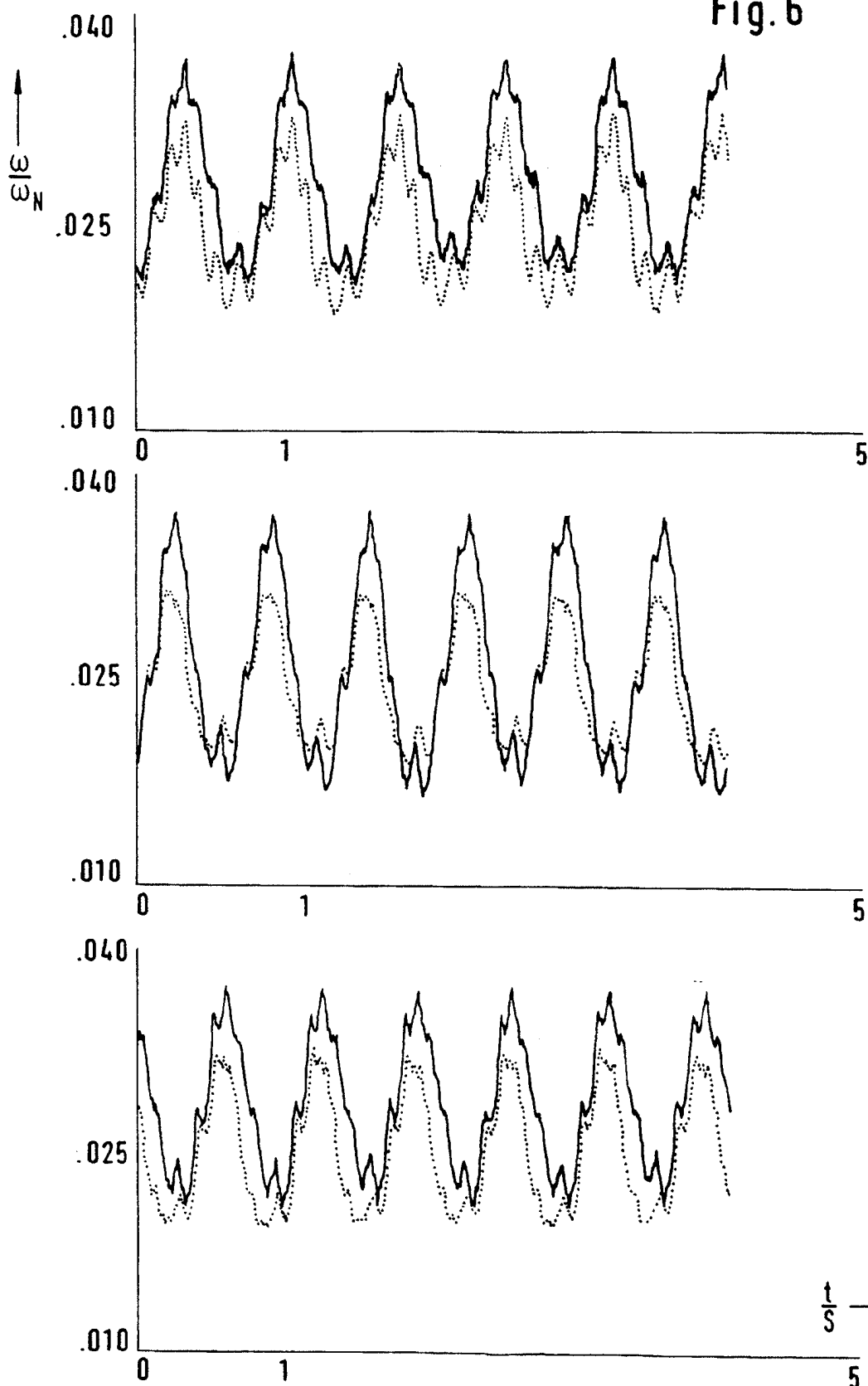
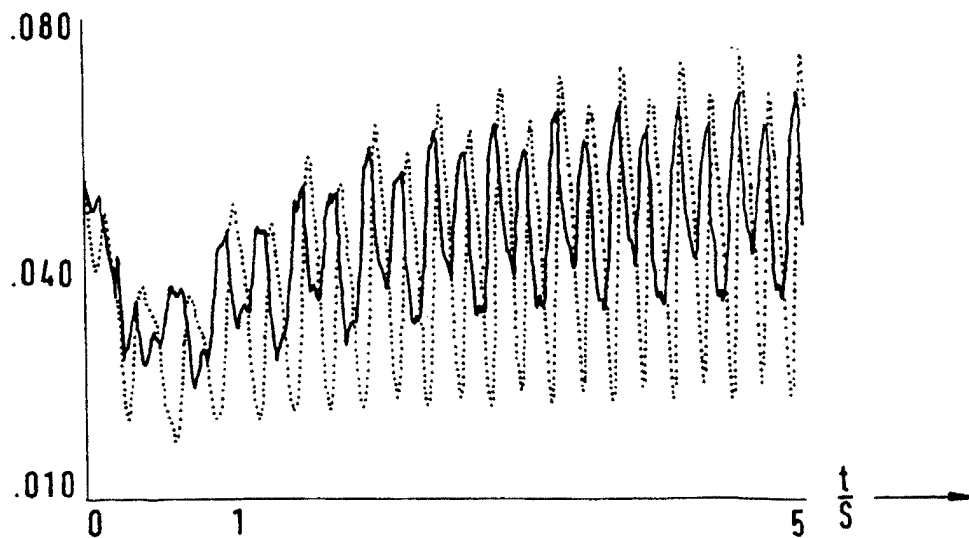
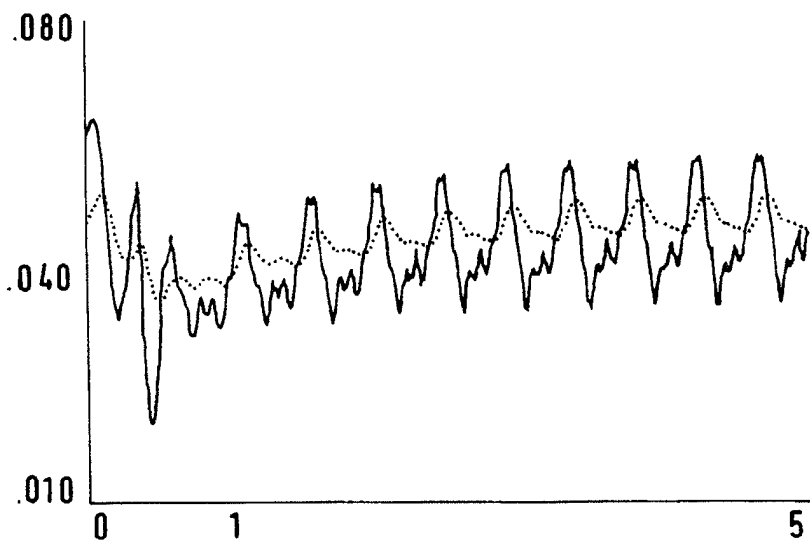
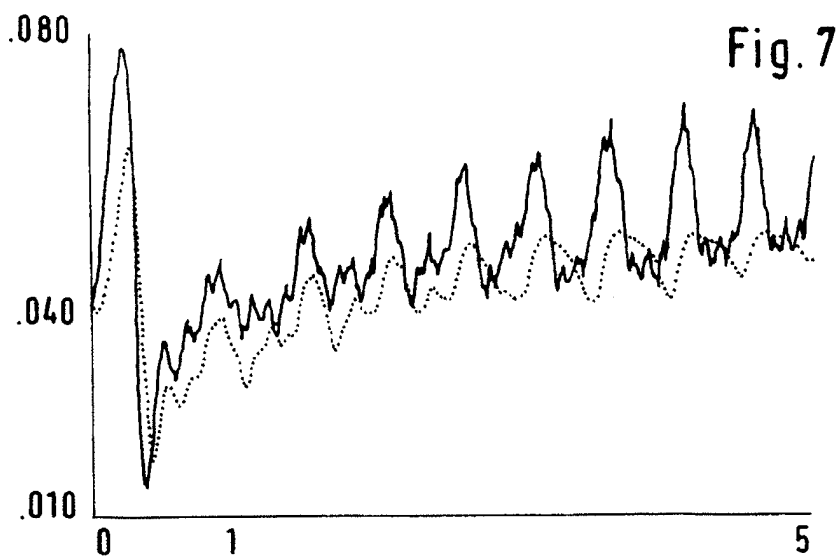


Fig. 6



208 046/346



208 046/346

